



Dispositif de réception de signaux numériques à structure itérative, module et procédé correspondants.

Le domaine de l'invention est celui de la transmission et de la diffusion de signaux numériques, en particulier en présence de bruits de transmission. Plus
5 précisément, l'invention concerne la réception de signaux numériques codés à l'aide d'un code correcteur d'erreurs de type convolutif.

L'invention trouve des applications dans tous les cas où un signal numérique est transmis ou diffusé sur des canaux bruités. A titre d'exemple, la présente invention peut être mise en oeuvre dans les récepteurs de systèmes de radio-communications numériques
10 avec les mobiles, tels que le GSM (Groupe Spécial Mobile).

D'autres applications possibles sont, par exemple, la réception de signaux transmis sur des canaux sous-marins, par faisceaux hertziens, par satellites... Plus généralement, l'invention s'applique avantageusement dans tous les cas où un code de type convolutif est mis en oeuvre à l'émission.

15 Dans les récepteurs de type connu, les symboles récupérés en sortie du démodulateur se présentent sous forme d'échantillons analogiques qui, après quantification, sont généralement traités par un égaliseur (filtre transversal) chargé d'éliminer l'interférence entre symboles introduite par le canal. Les échantillons égalisés sont ensuite désentrelacés, si nécessaire, et décodés avant d'être fournis au destinataire.

20 Le principe de l'égalisation consiste à estimer la réponse du canal de transmission pour appliquer au signal reçu un filtrage symétrique à cette réponse, de façon à obtenir un signal corrigé. Notamment, l'égalisation a pour but de supprimer, ou tout au moins de limiter l'interférence entre symboles introduite par le canal.

L'estimation de la réponse du canal se fait généralement par l'analyse d'un signal
25 de référence connu des récepteurs. Bien sûr, la transmission de ces signaux de référence entraîne une réduction du débit utile.

Les éléments de données égalisés sont ensuite désentrelacés (opération symétrique à l'entrelacement effectué au codage, si un tel entrelacement est prévu), puis décodés.

30 Dans certaines situations, l'égalisation de ce type s'avère insuffisante pour assurer un décodage source de bonne qualité.

L'article "VLSI implementation of soft output Viterbi equalizers for mobile radio applications" (Proc. of IEEE 42nd Vehicular Technology Society Conference, Denver, Colorado, pp. 577-585, May 1992) de P. Jung et P. W. Baier propose d'utiliser, à la place d'un filtre transverse, un détecteur de symboles fonctionnant suivant le principe du maximum de vraisemblance.

Cette technique est plus performante, si les coefficients représentatifs du canal sont correctement estimés. Toutefois, à nouveau, les données égalisées peuvent s'avérer de qualité insuffisante. Par ailleurs, elle est de réalisation plus complexe et d'un encombrement plus important que la technique à filtre transverse.

Les codes convolutifs sont des codes associant à chaque donnée source à coder au moins une donnée codée, obtenue par sommation modulo 2 de cette donnée source avec au moins une des données source précédentes. Ainsi, chaque symbole codé est une combinaison linéaire de la donnée source à coder et des données sources précédentes prises en compte.

Dans le décodeur, les données d'origine sont le plus souvent reconstruites à l'aide d'un algorithme à maximum de vraisemblance, et par exemple l'algorithme de Viterbi, dont les décisions peuvent éventuellement être pondérées. L'algorithme de Viterbi, en prenant en compte une séquence de symboles codés reçus, fournit une estimation de chaque donnée codée à l'émission, en déterminant la séquence source correspondant le plus probablement à la séquence reçue.

L'algorithme de Viterbi peut également être utilisé pour la détection de séquences affectées d'interférences entre symboles. L'invention s'applique également dans ce cas.

Clairement, la décision est d'autant plus fiable que le nombre de symboles pris en compte est élevé. En revanche, plus ce nombre est élevé, plus le décodeur, ou le détecteur (dans la suite, on utilise le terme "décodeur" pour décrire aussi bien les décodeurs au sens propre que les détecteurs. Il en est de même pour le terme "décodage", qui doit être compris comme "décodage" ou "détection", selon le cas), est complexe. La place mémoire nécessaire devient rapidement très importante, de même que les temps de calcul correspondants.

Les circuits intégrés mettant en oeuvre de tels algorithmes reposent donc le plus

son industrialisation soit possible, et par exemple sur une surface inférieure à 50 mm².

L'invention a également pour objectif de fournir un procédé de réception permettant la réalisation de nombreux types de récepteurs, à performances et prix de revient variables en fonction des besoins auxquels ils répondent, et mettant en oeuvre un ou plusieurs circuits intégrés d'un type unique.

En d'autres termes, un objectif essentiel de l'invention est de fournir de tels procédés permettant d'une part une industrialisation rentable, basée sur le développement d'un circuit intégré unique et relativement simple, et d'autre part la réalisation de récepteurs utilisables pour une très grande diversité d'applications.

Ces objectifs, ainsi que d'autres qui apparaîtront par la suite, sont atteints selon l'invention à l'aide d'un dispositif de réception de signaux formés d'une série de symboles numériques correspondant au codage convolutif de données numériques source, comprenant p modules de détection et de décodage M_1 à M_p en cascade, p étant supérieur ou égal à 2,

chacun desdits modules M_i comprenant :

des moyens de correction de l'interférence entre symboles, alimentés par une entrée de symbole R_i et délivrant des symboles estimés $A_{i,1}$ à valeurs pondérées,

des moyens de décodage desdits symboles estimés $A_{i,1}$, effectuant des opérations symétriques audit codage convolutif et délivrant des symboles décodés $A_{i,2}$ à valeurs pondérées, et

des moyens de calcul d'une information de correction Z_{i+1} à partir dudit symbole estimé $A_{i,1}$ et dudit symbole décodé $A_{i,2}$,

lesdits moyens de correction de chacun desdits modules M_i , à l'exception du premier module M_1 , tenant compte d'au moins une information de correction Z_i déterminée par le module précédent M_{i-1} .

Ainsi, selon l'invention, la fonction classique d'égalisation (filtrage) est remplacée par un détecteur de symboles, qui tient compte de l'effet de mémoire introduit par le canal.

En d'autres termes, l'invention propose une approche tout à fait nouvelle et optimisée de la correction de l'interférence entre symboles. En effet, classiquement,

l'égalisation ne tient pas compte des données émises, mais seulement de l'estimation du canal. En revanche, l'invention s'appuie sur une approche dynamique, en tenant compte des derniers symboles reçus pour améliorer l'égalisation.

5 En d'autres termes encore, l'invention assimile, dans son principe général, l'effet des interférences entre symboles à un codage convolutif particulier (à l'exception de l'absence de redondance, dans le cas de l'interférence : à un symbole émis sur le canal correspond un symbole reçu et un seul), et en assure le décodage. Plus précisément, le phénomène d'interférence entre symboles introduit par le canal peut être représenté par un treillis. Ce treillis diffère d'un treillis de codage convolutif par la présence de coefficients
10 multiplicatifs variant dans le temps. Ainsi, chaque module de l'invention comprend des moyens de correction et des moyens de décodage présentant des structures similaires à base de techniques de décodage convolutif.

La technique de l'invention consiste donc à calculer une information de correction représentative du symbole reçu, et à prendre en compte une ou plusieurs de ces
15 informations, pour corriger l'interférence.

On comprend que la prise en compte de cette information impose une structure itérative de réception du fait de la latence introduite par les traitements. Ainsi, lors de la première itération, on calcule une première information de correction, qui est utilisée et éventuellement recalculée lors des itérations suivantes. Selon l'invention, cette approche
20 itérative se traduit par une structuration en modules cascades du récepteur (détecteur de symboles et décodeur), chaque module correspondant à une itération. Il s'agit d'une approche tout à fait nouvelle, en ce qui concerne la correction de l'interférence entre symboles.

Avantageusement, ces modules sont tous identiques. Ils peuvent notamment se
25 présenter sous la forme de circuits intégrés.

Plus le nombre de modules est grand, plus l'efficacité de la réception (correction de l'interférence entre symboles et décodage) augmente. L'approche modulaire de l'invention permet de réaliser aisément plusieurs types de récepteurs, correspondant à différents niveaux de qualité de réception, en fonction du nombre de modules mis en
30 oeuvre. De même, il est possible de prévoir des décodeurs évolutifs, auxquels on peut

souvent sur un compromis entre le coût et les performances. Ces choix industriels ne permettent pas toujours de construire des décodeurs correspondant de façon optimum à une application donnée. Il n'est par exemple pas possible de réaliser de décodeurs à faible prix de revient, pour des applications où la qualité de réception n'est pas cruciale, les circuits intégrés ayant un coût trop élevé. Inversement, ces circuits intégrés ne sont pas non plus adaptés à la réalisation de récepteurs à très haute qualité de décodage, pour lesquels le prix de revient n'a que peu d'importance.

Un exemple de codage convolutif avantageux, auquel peut s'appliquer l'invention, est décrit dans la demande de brevet française FR 91 05280 au nom des mêmes déposants, ainsi que dans l'article "de C. Berrou, A. Glavieux et P. Thitimajshima, "Near Shannon limit error-correcting coding and decoding : turbo-codes" (codage et décodage et décodage correcteurs d'erreurs à proximité de la limite de Shannon) (Proc. ICC'93, pp. 1064-1070, Genève, Suisse, Mai 1993). Cette classe de codes est notamment connue sous le nom de "turbo-codes".

Les codes élémentaires (codes systématiques rékursifs ou pseudo-systématiques) décrits dans la demande de brevet française FR 91 05278 au nom des mêmes déposants peuvent également être utilisés.

L'invention a notamment pour but de pallier les inconvénients des dispositifs de réception de l'art antérieur, et plus précisément d'améliorer les performances correspondantes.

Plus précisément, un objectif de l'invention est de fournir un tel dispositif présentant un très bon pouvoir de correction, en comparaison avec les procédés connus utilisés actuellement dans les systèmes de communications numériques.

L'invention a notamment pour objectif de fournir de tels procédés, particulièrement efficaces, toujours par rapport aux procédés connus, pour la transmission dans des canaux très bruités.

L'invention a également pour objectif de fournir un tel dispositif, qui soit très performant, mais malgré tout aisément réalisable industriellement à des coûts acceptables.

Ainsi, un objectif particulier de l'invention est de fournir un procédé de décodage permettant une implantation sur une surface de silicium suffisamment restreinte pour que

ajouter des modules en cas de besoin.

Selon un mode de réalisation préférentiel de l'invention, chacun desdits modules M_i présente deux entrées, une entrée de symbole R_i et une entrée de correction Z_i , et trois sorties, une sortie de symbole R_{i+1} , une sortie de correction Z_{i+1} et une sortie de symbole décodé D_{i+1} ,

l'entrée de symbole R_i du module M_i étant connectée à la sortie de symbole R_i du module M_{i-1} , pour i supérieur à 1, et étant alimenté par les symboles reçus pour i égal à 1,

l'entrée de correction Z_i du module M_i étant connectée à la sortie de correction Z_i du module M_{i-1} , pour i supérieur à 1, et étant alimenté par une valeur neutre, n'influant pas sur la correction, pour i égal à 1,

la sortie de symbole R_{i+1} du module M_i étant égale à l'entrée de symbole R_i dudit module M_i retardée du temps de latence imposé par le module M_i ,

la sortie de correction Z_{i+1} délivrant ladite information de correction, et

la sortie de symbole décodé D_{i+1} étant inutilisée pour les modules M_1 à M_{p-1} , et étant alimentée par le symbole décodé $A_{p,2}$ du module M_p , si le code mis en oeuvre est un code systématique, et par une valeur reconstituée correspondante sinon.

Cette structure permet de concevoir, comme indiqué plus haut, des modules identiques. Bien sûr, suivant qu'il s'agit du premier module, du dernier module ou d'un module intermédiaire, les entrées et sorties utilisées peuvent être différentes.

Avantageusement, lesdits moyens de correction de l'interférence entre symboles sont alimentés par une information de correction Z_i représentative d'une différence entre chaque symbole décodé $A_{i,2}$ et le symbole estimé $A_{i,1}$ correspondant.

Dans ce cas, préférentiellement, lesdits moyens de calcul de l'information de correction comprennent des moyens de multiplication desdits symboles estimés $A_{i,1}$ par un coefficient pondérateur positif γ_2 , délivrant des symboles pondérés, et des moyens de soustraction calculant la différence entre chaque symbole décodé $A_{i,2}$ et le symbole pondéré correspondant, et délivrant ladite information de correction Z_i .

Notamment, la valeur de ce coefficient est fixée de telle façon que l'information portée par Z_i ne contienne plus d'information concernant $A_{i,1}$, afin que les bruits affectant Z_i et les échantillons reçus R_i soient décorrélés. Ainsi, l'information réinjectée en entrée

de l'égaliseur est "nouvelle" par rapport aux échantillons reçus (elle est issue du processus de décodage). Elle sera dite "information extrinsèque".

Selon un mode de réalisation avantageux, lesdits moyens de correction de l'interférence entre symboles effectuent les opérations suivantes :

- 5 - calcul d'une valeur de correction $V_i = \gamma_i |Z_i|$, où γ_i est un coefficient positif et où $||$ représente l'opérateur valeur absolue ;
- pour chaque branche du treillis correspondant audit code convolutif, détermination d'un symbole détecté $A_{i,0}$, comprenant les étapes suivantes :
- 10 - si le symbole affecté à ladite branche est de même signe que ladite information de correction Z_i , soustraction à la métrique associée à ladite branche de ladite valeur de correction V_i ;
- si le symbole affecté à ladite branche est de signe opposé à celui de ladite information de correction Z_i , addition à la métrique associée
- 15 à ladite branche de ladite valeur de correction V_i ;
- soustraction audit symbole détecté $A_{i,0}$ de la valeur $\gamma_i Z_i$.

Cette dernière soustraction a pour objet de "débarrasser" la sortie du détecteur de symboles, et donc a fortiori l'entrée du décodeur convolutif, de l'information portée par Z_i .

20 La pondération des symboles émis sur le canal a pour but, classiquement, de représenter l'interférence entre symboles. Les coefficients de pondération peuvent être fixes ou, préférentiellement, estimés, par exemple à l'aide d'une séquence d'apprentissage.

25 De façon préférentielle, ledit coefficient γ_i dépend d'au moins une des informations appartenant au groupe comprenant :

- le rapport signal à bruit ;
- le numéro i du module considéré.

On comprend en effet que, plus γ_i est grand, plus la sortie du décodeur est fiable.

30 Lorsque les symboles sont soumis à un entrelacement à l'émission, le décodeur comprend préférentiellement :

- des moyens de désentrelacement assurant l'opération symétrique dudit entrelacement, insérés entre lesdits moyens de correction et lesdits moyens de décodage ; et
- des moyens d'entrelacement assurant un entrelacement desdites informations de correction identique audit entrelacement à l'émission.

5

L'entrelacement et le désentrelacement peuvent être réalisés à l'aide de matrices.

Les incréments de lecture ou d'écriture peuvent être fixes ou, plus avantageusement, peuvent dépendre de l'adresse de lecture ou d'écriture.

10

L'invention concerne également un module de détection et de décodage destiné à être mis en oeuvre dans un dispositif de réception de signaux formés d'une série de symboles numériques correspondant au codage convolutif de données numériques source, ledit dispositif comprenant au moins deux modules en cascade, module présentant deux entrées, une entrée de symbole R_i et une entrée de correction Z_i , et trois sorties, une sortie de symbole R_{i+1} , une sortie de correction Z_{i+1} et une sortie de symbole décodé D_{i+1} ,

15

et comprenant :

des moyens de correction de l'interférence entre symboles, alimentés par ladite entrée de symbole R_i et tenant compte de ladite entrée de correction Z_i , et délivrant des symboles estimés $A_{i,1}$,

20

des moyens de décodage desdits symboles estimés $A_{i,1}$, effectuant des opérations symétriques audit codage convolutif et délivrant des symboles décodés $A_{i,2}$, et des moyens de calcul d'une information de correction Z_{i+1} à partir dudit symbole estimé $A_{i,1}$ et dudit symbole décodé $A_{i,2}$,

25

la sortie de symbole R_{i+1} étant égale à l'entrée de symbole R_i retardée d'un temps de latence prédéfini,

la sortie de correction Z_{i+1} délivrant ladite information de correction, et

la sortie de symbole décodé D_{i+1} étant alimentée par ledit symbole décodé $A_{i,2}$, ou par une valeur reconstituée en fonction du code mis en oeuvre.

30

Comme indiqué précédemment, un tel module peut notamment se présenter sous la forme d'un circuit intégré.

L'invention concerne encore un procédé de réception de signaux formés d'une série de symboles numériques correspondant au codage convolutif de données numériques source, comprenant les étapes suivantes :

- alimentation par des symboles reçus R_i ;
- 5 - correction de l'interférence entre symboles affectant chacun desdits symboles reçus à partir d'une information de correction Z_i , et délivrant des symboles estimés $A_{i,1}$;
- décodage desdits symboles estimés $A_{i,1}$, effectuant des opérations symétriques audit codage convolutif et délivrant des symboles décodés
- 10 $A_{i,2}$;
- calcul de ladite information de correction Z_i , à partir et d'au moins un desdits symboles estimés $A_{i,1}$ et d'au moins un desdits symboles décodés $A_{i,2}$.

15 D'autres caractéristiques et avantages de l'invention apparaîtront à la lecture de la description suivante d'un mode de réalisation préférentiel de l'invention donné à titre illustratif et non limitatif, et des dessins annexés, dans lesquels :

- la figure 1 est un schéma synoptique illustrant une chaîne de transmission classique, pouvant incorporer un dispositif de réception selon l'invention ;
- la figure 2 représente de façon simplifiée un modèle discret équivalent en
- 20 bande de base d'un canal de transmission affectée d'une interférence entre symboles, illustrant l'approche de l'invention ;
- la figure 3 représente le treillis correspondant au canal de la figure 2 et illustrant les évolutions possibles de l'état du canal en fonction du temps ;
- la figure 4 est un schéma synoptique de principe du récepteur de
- 25 l'invention ;
- la figure 5 est un organigramme simplifié illustrant le procédé de l'invention, mis en oeuvre dans le récepteur de la figure 4 ;
- la figure 6 illustre la structure modulaire du récepteur de l'invention, dans le cas de quatre modules cascades ;
- 30 - la figure 7 présente un schéma synoptique d'un module de la figure 6 ;

- la figure 8 présente une série de courbes illustrant les performances de l'invention, dans le cas d'un canal gaussien.

L'invention s'applique, comme indiqué précédemment, à tous les systèmes de transmission numérique mettant en oeuvre un codage correcteur d'erreur convolutif, tels qu'illustrés en figure 1.

Ce système comprend une source numérique 11 qui doit être transmise à un destinataire 12.

Par source numérique, on entend tout signal numérique utile (son, image, données) et, plus généralement tout ensemble de signaux utiles, par exemple multiplexés en temps et/ou en fréquence. Le destinataire 12 peut être unique (cas de la transmission) ou multiple (cas de la diffusion). De même, la chaîne de transmission peut bien sûr être unidirectionnelle (radiodiffusion par exemple) ou bidirectionnelle (radiocommunication par exemple).

Le signal source est tout d'abord soumis à un codage convolutif 13 de type connu en soi. Il peut notamment d'agir d'un codage convolutif systématique classique, associant à chaque donnée source au moins une valeur déterminée par combinaison de cette donnée et d'au moins une des données source précédentes.

Il peut également s'agir d'un code tels que ceux décrits dans la demande de brevet FR 91 05278. Ces codes, dits "pseudo-systématiques", sont caractérisés par le fait que la donnée source est systématiquement transmise, conjointement à au moins une donnée codée, ou symbole de redondance.

Tout autre code convolutif peut également être utilisé.

Les données délivrées par le codeur 13 sont ensuite avantageusement (bien qu'il ne s'agisse pas d'une caractéristique obligatoire) soumis à un entrelacement 14.

Cet entrelacement peut être obtenu, de façon classique, à l'aide d'une matrice d'entrelacement, dans laquelle les données source sont introduites ligne par ligne, et restituées colonne par colonne.

Le module 14 assure un entrelacement matriciel. Les données sont écrites, par lignes successives, dans une mémoire de taille $n_E \times n_E$, et restituées par colonnes successives. Cette technique est par exemple décrite dans l'article "Optimal interleaving

scheme for convolutional coding (Méthode d'entrelacement optimal pour le codage convolutif), de Dunscombe E. et Piper F.C., paru dans l'"Electronic Letters", Vol.25, n°22, Octobre 1989.

5 Ainsi que le montre cet article, l'efficacité de l'entrelacement, pour de petites valeurs de n_E (quelques dizaines) est améliorée si la succession de lignes et de colonnes s'effectue selon un incrément supérieur à 1 et, par nécessité, premier avec n_E .

10 Une amélioration complémentaire à cette technique d'entrelacement peut être mise en oeuvre. Il apparaît en effet avantageux que l'incrément du saut de ligne, toujours premier avec n_E , soit fonction de la place de la colonne considérée. Cela permet de casser les paquets d'erreurs à disposition rectangulaire.

 Dans ce cas, les incréments de lecture de la matrice d'entrelacement sont choisis de telle sorte que la distance minimale, en sortie, entre deux symboles voisins à l'entrée soit la plus grande possible. Ces incréments peuvent par exemple être déterminés de façon empirique.

15 D'autres techniques d'entrelacement peuvent bien sûr être utilisées, et notamment l'habituel procédé à incréments d'écriture et de lecture égaux à 1, sans sortir du cadre de l'invention. Il est clair par ailleurs que les rôles des lignes et des colonnes peuvent être inversés.

20 Ensuite, le signal entrelacé est transmis au travers du canal de transmission 15. il subit donc une modulation et un filtrage 16, selon toute technique adéquate, puis est émis au travers du milieu de transmission 17.

 Ce milieu de transmission 17 est généralement bruité et présente de l'interférence entre les symboles émis dans celui-ci.

25 Il est à noter que, selon l'invention, les deux sources de perturbations que sont le bruit et l'interférence entre symboles (IES) sont considérées de façons dissociées. En d'autres termes, les symboles affectés d'IES sont de plus bruités. L'IES est principalement due à des distorsions introduites par les éléments de filtrage de la chaîne de transmission et la présence de trajets multiples induits par le milieu physique de transmission (due à des réflexions sur des obstacles, etc...). Ces phénomènes entraînent
30 des perturbations entre les symboles. Le bruit induit par le milieu physique vient s'ajouter

à ce phénomène d'IES et est susceptible de modifier de surcroît les informations portées par les symboles.

La figure 2 illustre cette approche dans le cas simplifié d'une interférence portant sur deux symboles.

5 On note A_n le symbole émis à l'instant nT , où $1/T$ est la rapidité de modulation (T étant la durée d'un symbole). le signal reçu S_n peut s'écrire, après passage dans le canal de transmission :

$$S_n = \sum_k h_k A_{n-k}$$

10 Ce signal comporte un terme dépendant du symbole A_n , à savoir $h_0 A_n$, mais également un terme dépendant des symboles émis antérieurement et postérieurement à A_n . Ce second terme est le terme d'interférence entre symboles. Il peut s'écrire sous la forme $\sum_{k \neq 0} h_k A_{n-k}$. Il est dû au filtrage introduit par le canal, et peut être modélisé par un treillis à $N = 2^v$ états, pour une IES modélisée par un canal discret équivalent de mémoire v (2 dans le cas des figures 2 et 3).

15 Dans le cas de la figure 2, on considère une interférence portant sur deux symboles (A_{n-1} et A_{n+1}). L'effet du canal peut alors être représenté par deux cellules à retard 21_1 et 21_2 , chacune d'une durée T .

Lorsqu'en entrée de la cellule 21_1 , est présenté le symbole A_{n+1} , la sortie de celle-ci est A_n , et la sortie de la seconde cellule 21_2 est A_{n-1} . Le filtrage du canal revient à multiplier (22_1 à 22_3) chacun de ces symboles par le coefficient de filtrage correspondant h_i . Les termes correspondants sont ensuite additionnés (23) pour former le signal S_n .

20 L'architecture de la figure 2 correspond à un codage convolutif avec $v = 2$, dont le treillis de décodage est illustré en figure 3. Classiquement, ce treillis illustre les transitions possibles en fonction des deux valeurs précédentes, selon que la valeur de A_{n+1} est 1 (traits pleins) ou 0 (traits pointillés).

25 En revenant à la figure 1, le signal S_n bruité est soumis à un filtrage et une démodulation 18, symétriques des opérations assurées par le module 16.

30 Ensuite, classiquement, le signal est égalisé (19), par application d'un filtrage visant à compenser les effets du milieu de transmission 17. Le signal égalisé est alors désentrelacé (110), symétriquement à l'entrelacement 14.

Enfin, le signal est transmis à un décodeur convolutif 111, qui met par exemple en oeuvre un décodage à maximum de vraisemblance, tel que l'algorithme de Viterbi, pour délivrer des données décodées au destinataire 12.

5 La caractéristique essentielle de l'invention est l'association itérative d'un module de détection de symboles à sorties pondérées et d'un module de décodage, également à sorties pondérées. En considérant l'effet du canal selon l'approche présentée, l'égalisation classique (filtrage du signal reçu, à l'aide d'un filtre transversal, par exemple) est remplacée par une détection de symbole tenant compte de l'effet de mémoire introduit par le canal.

10 Ainsi, le dispositif proposé inclut un détecteur à entrée et à sortie pondérées qui estime les symboles A_n à partir de la sortie bruitée du canal. Ce détecteur peut, à titre d'exemple, être réalisé en utilisant l'algorithme décrit dans le document de brevet FR 91 05279. Il nécessite la connaissance des coefficients h_k , qui devront donc être estimés de manière externe au dispositif proposé, par exemple à l'aide de séquences d'apprentissage.

15 La figure 4 illustre le principe général de l'invention.

Chaque échantillon R_n reçu, qui correspond à la sortie bruitée du canal de transmission est traitée comme suit :

- 20 - un détecteur 41 de symboles à sorties pondérées produit une estimation $A_{n,1}$ du symbole émis correspondant ;
- les symboles $A_{n,1}$ en sortie du détecteur 41 sont désentrelacés (42) pour fournir les symboles $A_{k,1}$;
- les symboles désentrelacés $A_{k,1}$ sont présentés à l'entrée d'un décodeur convolutif 43 qui fournit une nouvelle estimation $A_{k,2}$ de symboles A_k ;
- 25 - en sortie du décodeur 43, on détermine (44) une donnée de correction Z_k , dite information extrinsèque obtenue à partir des estimations $A_{k,1}$ et $A_{k,2}$;
- la donnée de correction Z_k est ensuite utilisée, après un réentrelacement 45, dans le détecteur 41.

30 Plus précisément, dans le mode de réalisation décrit, la donnée Z_k est obtenue par différence entre $A_{k,2}$ et $\gamma_2 A_{k,1}$, délivré par le multiplicateur 46, ou γ_2 est un coefficient

positif. Z_n est encore une estimation du symbole A_n , mais cette fois affectée d'un bruit non corrélé avec celui qui affecte A_{n-1} et faiblement corrélé avec celui affectant R_n , grâce à la fonction d'entrelacement 45.

5 L'information extrinsèque Z_n est ensuite utilisée par le détecteur 41 en ajoutant ou en retranchant à chaque métrique de branche du treillis associé au canal (cf figure 3) le terme $\gamma_1 |Z_n|$, où γ_1 est un coefficient positif. Le terme $\gamma_1 |Z_n|$ est retranché (respectivement ajouté) lorsque le symbole affecté à la branche considérée est de même signe que Z_n (respectivement de signe contraire). La valeur du coefficient γ_1 dépend à la fois du rapport signal à bruit et de la fiabilité de l'information extrinsèque Z_n .

10 L'information extrinsèque, affectée du coefficient γ_1 pour le multiplieur 48 est par ailleurs retranchée (47) à la sortie du détecteur 41 avant d'être présentée à l'entrée du décodeur 43. En effet, l'information extrinsèque Z_n ayant été produite par le décodeur 43, elle ne doit pas être réutilisée par celui-ci.

15 Le détecteur de symboles 41 prend ses décisions suivant un algorithme de type Viterbi. Toutes les opérations effectuées par ce détecteur correspondent à celles décrites dans le brevet FR 91 05279. La différence, par rapport à un algorithme de décodage convolutif, réside dans le calcul des métriques de transition, ou métriques de branche, qui est mené différemment.

20 Chaque noeud du treillis est représentatif d'un état possible du canal à un instant nT donné. Pour une IES portant sur $K1$ symboles postérieurs et $K2$ symboles antérieurs au symbole considéré, c'est-à-dire pour :

$$S_n = \sum_{k=-K1}^{K2} h_k A_{n-k}$$

l'état du canal à $t = nT$ est donné par le $(K1+K2)$ -uplet $(A_{n+K1-1} \dots A_{n+1} A_n A_{n-1} \dots A_{n-K2})$.

25 La connaissance de l'état du canal à $t = nT$ ainsi que de la valeur de A_{n+K1} (symbole "entrant" dans le canal) permet alors de connaître son état à $t = (n+1)T$.

Ainsi, pour chaque noeud j du treillis pris à l'instant $t = nT$, deux métriques de transition L_j^0 et L_j^1 sont calculées. Elles correspondent aux deux transitions possibles ($A_{n+K1} = 0$ et $A_{n+K1} = 1$). Elles sont de la forme :

$$L_j^0 = (R_n - R_j^0)^2 \text{ et } L_j^1 = (R_n - R_j^1)^2$$

30 où R_n représente l'échantillon effectivement reçu en entrée du détecteur et R_j^0

(respectivement R_j^1) est la valeur théorique de l'échantillon non bruité lorsque l'état du canal correspond au noeud j du treillis et que $A_{n+K1}=0$ (respectivement $A_{n+K1}=1$). R_j^0 (respectivement R_j^1) est donc de la forme : $\sum_{k=-K1}^{K2} h_k A_{n-k}$. Si $A_{n+K1}=0$, il s'agit de R_j^0 , et si $A_{n+K1}=1$, il s'agit de R_j^1 .

5 En pratique, on utilise l'expression simplifiée suivante pour le calcul des métriques :

$$L_j^0 = |R_n - R_j^0| \text{ et } L_j^1 = |R_n - R_j^1|$$

Les performances de la détection sont alors très proches de celles obtenues avec l'expression précédente, et l'implantation sur silicium du calcul est très simplifiée.

10 En dehors de ce calcul des métriques, l'algorithme de calcul est similaire, dans son principe comme dans sa mise en oeuvre, à un algorithme de décodage convolutif.

Dans la pratique, le récepteur illustré en figure 4 induit une latence de calcul (temps de traitement du détecteur 41, du décodeur 43, de l'entrelacement 45 et du désentrelacement 42). Il n'est donc pas possible de connaître instantanément Z_n lorsqu'on reçoit R_n dans le détecteur 41. En conséquence, selon une caractéristique essentielle de l'invention, le processus mis en oeuvre est itératif.

15 Ce processus est schématiquement illustré par la figure 5. Pour chaque symbole reçu R_n (étape de réception 51), au moins deux itérations 52 sont effectuées.

20 Chaque itération 52 comprend une étape 521 de correction de l'interférence entre symboles. Comme indiqué précédemment, cette correction met en oeuvre une technique de décodage convolutif, et tient compte d'une information extrinsèque de correction Z_n et de données h_i représentatives du canal de transmission.

25 Les informations Z_n sont calculées lors de l'étape 524. Bien sûr, lors de la première itération, aucune valeur particulière de Z_n n'est connue. En conséquence, celle-ci est alors fixée à une valeur neutre, c'est-à-dire n'influant pas sur les calculs.

Après la correction 521, les symboles estimés sont désentrelacés lors de l'étape 522 de désentrelacement (si un entrelacement a été mis en oeuvre à l'émission), puis décodés, selon une technique classique de décodage convolutif 523, et par exemple selon la technique décrite dans la demande française FR 91 05279.

30 Ensuite on calcule (524) l'information extrinsèque Z_k , à partir de la donnée 525

détectée par l'étape 521 de correction et de la donnée 526 décodée par l'étape 523 de décodage. Puis les informations Z_k sont ré-entrelacées (527), symétriquement au désentrelacement 522, pour fournir les informations Z_n . L'information Z_n est prise en compte dans l'étape de correction 521 de l'itération suivante.

5 Lors de la dernière itération, l'étape 524 de calcul de Z_k n'est pas mise en oeuvre. Le symbole décodé D_k est délivré par l'étape de décodage 523.

Le dispositif de réception correspondant peut avantageusement être réalisé de façon modulaire, en associant un module à chaque itération. La figure 6 illustre un tel dispositif, comprenant quatre modules.

10 Le premier module 61 de la chaîne reçoit $R_{n, 1}$, le symbole reçu par le dispositif, et délivre d'une part $R_{n, 2}$, qui est égal à $R_{n, 1}$ affecté d'un retard correspondant à la latence du module, et d'autre part $Z_{n, 2}$ l'information extrinsèque calculé par le module 61. Chacun des modules suivants 62 à 64 reçoit le symbole retardé $R_{n, i}$ et l'information extrinsèque $Z_{n, i}$. Le dernier module 64 délivre le symbole décodé D_n .

15 On comprend aisément que les performances du dispositif, en terme de taux d'erreur sont fonction du nombre de modules mis en cascade.

De façon avantageuse, tous les modules sont identiques. La figure 7 illustre un exemple de réalisation d'un tel module. Plus précisément, il s'agit du module correspondant à la $p^{\text{ième}}$ itération. Il comprend :

- 20 - 2 entrées : $(R)_p$ et $(Z)_p$,
 - 3 sorties : $(R)_{p+1}$, $(Z)_{p+1}$ et $(D)_p$.

L'entrée $(R)_p$ est égale à la sortie du canal retardée de la latence de $p-1$ modules.

L'entrée $(Z)_p$ provient du module précédent et est fixée, pour $p = 1$, à une valeur neutre, c'est-à-dire n'influant pas sur la sortie du détecteur.

25 La sortie $(R)_{p+1}$, égale à l'entrée $(R)_p$ retardée de la latence d'un module, est inutilisée si l'itération est la dernière du processus ($p=P$, P étant le nombre total de modules).

La sortie $(Z)_{p+1}$ est l'information extrinsèque élaborée à la $p^{\text{ième}}$ itération. Cette sortie est également inutilisée dans le cas où $p = P$.

30 La sortie $(D)_p$, qui est la donnée décodée, est inutilisée par les $P - 1$ premiers

modules, seules les données issues de $(D)_p$ sont fournies au destinataire.

Les éléments de ce module déjà décrits en relation avec la figure 4 ne sont pas décrits à nouveau, et portent les mêmes références. On notera que, par rapport au schéma de principe de la figure 4, différents retards sont ajoutés, pour prendre en compte les latences des différents éléments.

Ainsi, l'information extrinsèque $(Z)_p$ utilisée pour la différence 47 doit être retardée (71) d'une durée égale à la latence L_1 du détecteur 41. C'est également le cas de $(A)_{p,1}$ qui doit être retardée de la latence L_2 du décodeur 43. Enfin, $(R)_p$ doit être retardée (73) de la latence totale introduite par un module, L_T , afin que $(R)_{p+1}$ et $(Z)_{p+1}$ soient présentées au même instant à l'entrée du module suivant. Cette latence L_T est égale à la somme des latences du détecteur 41, L_1 , du décodeur, L_2 , et de la latence introduite par les opérations d'entrelacement 45 et de désentrelacement 42 L_{ED} .

Les performances du dispositif de l'invention ont été simulées, et sont illustrées en figure 8. La donnée source est codée par un code convolutif systématique récursif (code CSR) de longueur de contrainte $K = 5$ et de rendement $R = 1/2$. Les données codées sont envoyées sur le canal de transmission après un entrelacement non uniforme dans une matrice de 64 lignes et 64 colonnes. La modulation utilisée est une modulation de phase à 2 états (MDP2).

Les coefficients multiplicatifs h_i sont réels et constants et connus du détecteur de symboles, mais le principe est applicable aux cas où ils sont complexes et variables. Pour les résultats présentés ci-après, les coefficients h_i ont été fixés à :

$$h_0 = \sqrt{0,45}, h_1 = \sqrt{0,25}, h_2 = \sqrt{0,15}, h_3 = \sqrt{0,10}, h_4 = \sqrt{0,05}$$

et vérifient $\sum_{i=0}^4 h_i^2 = 1$. Le canal de transmission est également perturbé par un bruit additif blanc gaussien.

En sortie du canal, les échantillons reçus R_n sont quantifiés sur 8 bits. Le détecteur de symboles et le décodeur de canal utilisent l'algorithme présenté dans le brevet FR 91 05279. Le fonctionnement du codeur est également représenté par un treillis à 16 états. Les valeurs de coefficients γ_1 et γ_2 ont été déterminées de façon empirique.

Les résultats présentés utilisent 4 modules. Les courbes C_1 et C_2 représentent le taux d'erreur en sortie de la chaîne de transmission, respectivement sans et avec codage

de canal, en l'absence d'interférence entre symboles : C_3 donne le taux d'erreur dans le cas classique où le détecteur de symboles fournit une décision binaire (décision ferme) et les courbes C_{4i} montrent les résultats obtenus avec le dispositif proposé, après l'itération de rang i .

- 5 Ces courbes montrent donc que à un taux d'erreur de 10^{-5} , l'utilisation d'un détecteur de symboles à sortie pondérée permet de gagner 1,6dB par rapport à un détecteur à décision ferme et les trois itérations supplémentaires apportent un gain supplémentaire de 3 dB environ. Lorsque le nombre d'itérations augmente, les performances se rapprochent de celles obtenues sur un canal gaussien codé.

REVENDICATIONS

1. Dispositif de réception de signaux formés d'une série de symboles numériques correspondant au codage convolutif de données numériques source, caractérisé en ce qu'il comprend p modules (61 à 64) de détection et de décodage M_1 à M_p en cascade, p étant supérieur ou égal à 2,

chacun desdits modules M_i comprenant :

des moyens (41, 47, 48) de correction de l'interférence entre symboles, alimentés par une entrée de symbole R_i et délivrant des symboles estimés $A_{i,1}$ à valeurs pondérées,

des moyens (43) de décodage desdits symboles estimés $A_{i,1}$, effectuant des opérations symétriques audit codage convolutif et délivrant des symboles décodés $A_{i,2}$ à valeurs pondérées, et

des moyens (44, 46) de calcul d'une information de correction Z_{i+1} à partir dudit symbole estimé $A_{i,1}$ et dudit symbole décodé $A_{i,2}$,

lesdits moyens (41) de correction de chacun desdits modules M_i , à l'exception du premier module M_1 , tenant compte d'au moins une information de correction Z_i déterminée par le module précédent M_{i-1} .

2. Dispositif selon la revendication 1, caractérisé en ce que chacun desdits modules M_i présente deux entrées, une entrée de symbole R_i et une entrée de correction Z_i , et trois sorties, une sortie de symbole R_{i+1} , une sortie de correction Z_{i+1} et une sortie de symbole décodé D_{i+1} ,

l'entrée de symbole R_i du module M_i étant connectée à la sortie de symbole R_i du module M_{i-1} , pour i supérieur à 1, et étant alimenté par les symboles reçus pour i égal à 1,

l'entrée de correction Z_i du module M_i étant connectée à la sortie de correction Z_i du module M_{i-1} , pour i supérieur à 1, et étant alimenté par une valeur neutre, n'influant pas sur la correction, pour i égal à 1,

la sortie de symbole R_{i+1} du module M_i étant égale à l'entrée de symbole R_i dudit module M_i retardée du temps de latence imposé par le module M_i ,

la sortie de correction Z_{i+1} délivrant ladite information de correction, et

la sortie de symbole décodé D_{i+1} étant inutilisée pour les modules M_1 à M_{p-1} , et étant

alimentée par le symbole décodé $A_{p,2}$ du module M_p si le code mis en oeuvre est un code systématique, et par une valeur reconstituée en fonction du code mis en oeuvre sinon.

3 . Dispositif selon l'une quelconque des revendications 1 et 2, caractérisé en ce que lesdits moyens (41) de correction de l'interférence entre symboles sont alimentés par une information de correction Z_i représentative d'une différence (44) entre chaque symbole décodé $A_{i,2}$ et le symbole estimé $A_{i,1}$ correspondant.

4 . Dispositif selon la revendication 3, caractérisé en ce que lesdits moyens de calcul de l'information de correction comprennent des moyens (46) de multiplication desdits symboles estimés $A_{i,1}$ par un coefficient pondérateur positif γ_2 , délivrant des symboles pondérés, et des moyens (44) de soustraction calculant la différence entre chaque symbole décodé $A_{i,2}$ et le symbole pondéré correspondant, et délivrant ladite information de correction Z_i .

5 . Dispositif selon l'une quelconque des revendications 1 à 4, caractérisé en ce que lesdits moyens (41, 47, 48) de correction de l'interférence entre symboles effectuent les opérations suivantes :

- calcul (48) d'une valeur de correction $V_i = \gamma_1 |Z_i|$, où γ_1 est un coefficient positif et où $| \cdot |$ représente l'opérateur valeur absolue ;
- pour chaque branche du treillis correspondant audit code convolutif, détermination (41) d'un symbole détecté $A_{i,0}$, comprenant les étapes suivantes :
 - si le symbole affecté à ladite branche est de même signe que ladite information de correction Z_i , soustraction à la métrique associée à ladite branche de ladite valeur de correction V_i ;
 - si le symbole affecté à ladite branche est de signe opposé à celui de ladite information de correction Z_i , addition à la métrique associée à ladite branche de ladite valeur de correction V_i ;
- soustraction (47) audit symbole détecté $A_{i,0}$ de la valeur $\gamma_1 Z_i$.

6 . Dispositif selon la revendication 5, caractérisé en ce que ledit coefficient γ_1 dépend d'au moins une des informations appartenant au groupe comprenant :

- le rapport signal à bruit ;

- le numéro i du module considéré.

7. Dispositif selon l'une quelconque des revendications 1 à 6, appliqué à la réception de symboles soumis à un entrelacement à l'émission, caractérisé en ce qu'il comprend :

- des moyens (42) de désentrelacement assurant l'opération symétrique dudit entrelacement, insérés entre lesdits moyens de correction et lesdits moyens de décodage ; et
- des moyens (45) d'entrelacement assurant un entrelacement desdites informations de correction identique audit entrelacement à l'émission.

8. Module de détection et de décodage destiné à être mis en oeuvre dans un dispositif de réception de signaux formés d'une série de symboles numériques correspondant au codage convolutif de données numériques source, ledit dispositif comprenant au moins deux modules en cascade,

caractérisé en ce qu'il présente deux entrées, une entrée de symbole R_i et une entrée de correction Z_i , et trois sorties, une sortie de symbole R_{i+1} , une sortie de correction Z_{i+1} et une sortie de symbole décodé D_{i+1} ,

et en ce qu'il comprend :

des moyens (41, 47, 48) de correction de l'interférence entre symboles, alimentés par ladite entrée de symbole R_i et tenant compte de ladite entrée de correction Z_i , et délivrant des symboles estimés $A_{i,1}$,

des moyens (43) de décodage desdits symboles estimés $A_{i,1}$, effectuant des opérations symétriques audit codage convolutif et délivrant des symboles décodés $A_{i,2}$, et

des moyens (44, 46) de calcul d'une information de correction Z_{i+1} à partir dudit symbole estimé $A_{i,1}$ et dudit symbole décodé $A_{i,2}$,

la sortie de symbole R_{i+1} étant égale à l'entrée de symbole R_i retardée d'un temps de latence prédéfini,

la sortie de correction Z_{i+1} délivrant ladite information de correction, et

la sortie de symbole décodé D_{i+1} étant alimentée par ledit symbole décodé $A_{i,2}$, ou par une valeur reconstituée en fonction du code mis en oeuvre.

9. Procédé de réception de signaux formés d'une série de symboles numériques

correspondant au codage convolutif de données numériques source,
caractérisé en ce qu'il comprend les étapes suivantes :

- alimentation (51) par les symboles reçus R_i ;
- correction (521) de l'interférence entre symboles affectant chacun desdits symboles reçus à partir d'une information de correction Z_i , et délivrant des symboles estimés $A_{i,1}$;
- décodage (523) desdits symboles estimés $A_{i,1}$, effectuant des opérations symétriques audit codage convolutif et délivrant des symboles décodés $A_{i,2}$;
- calcul (524) de ladite information de correction Z_i , à partir et d'au moins un desdits symboles estimés $A_{i,1}$ et d'au moins un desdits symboles décodés $A_{i,2}$.

1/3

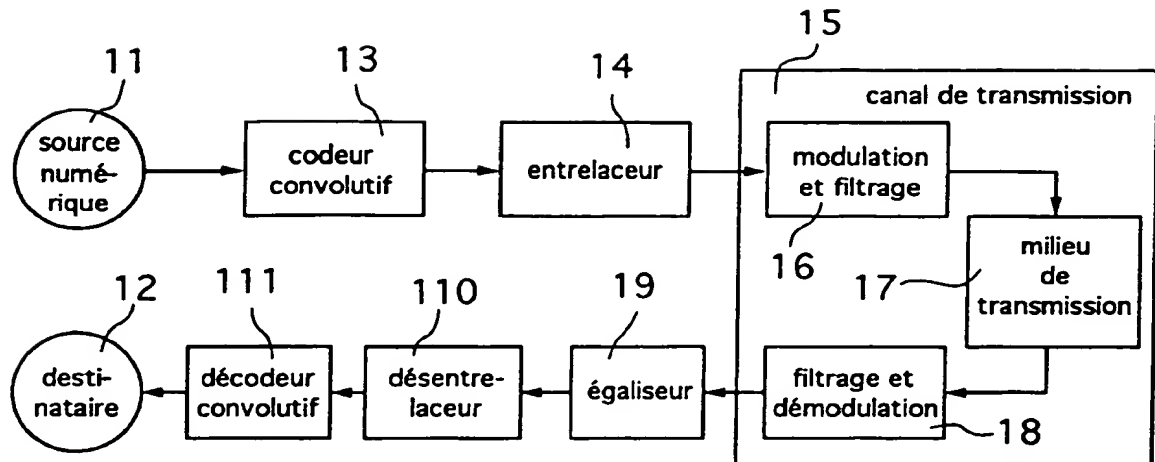


Fig. 1

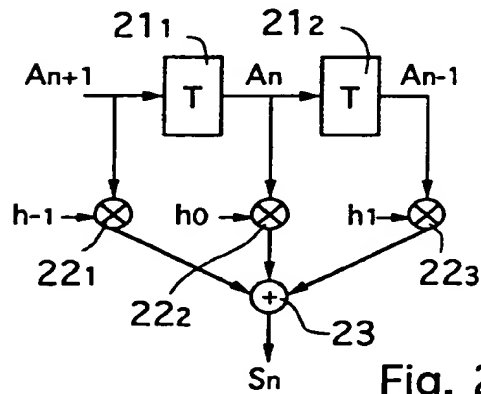


Fig. 2

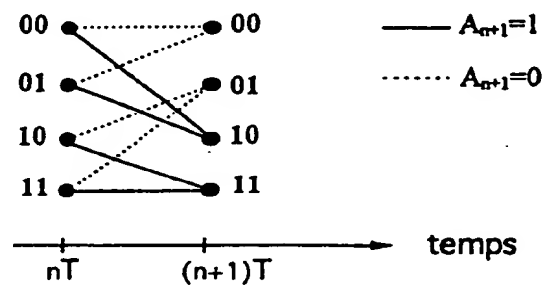


Fig. 3

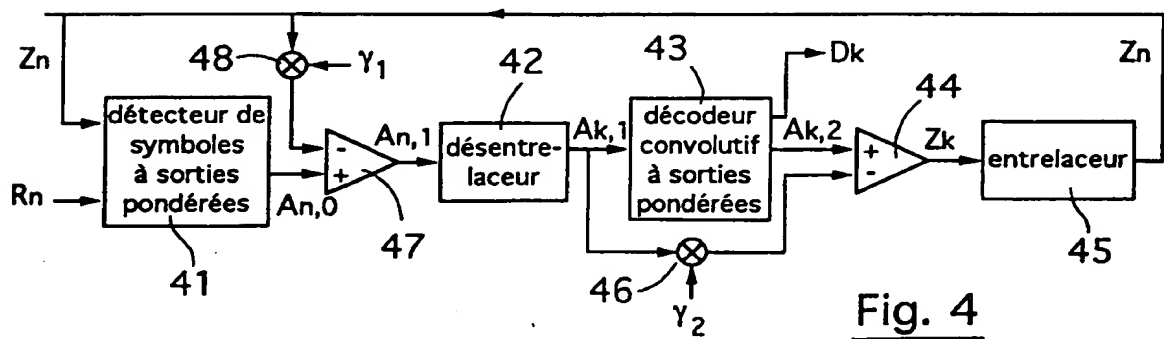


Fig. 4

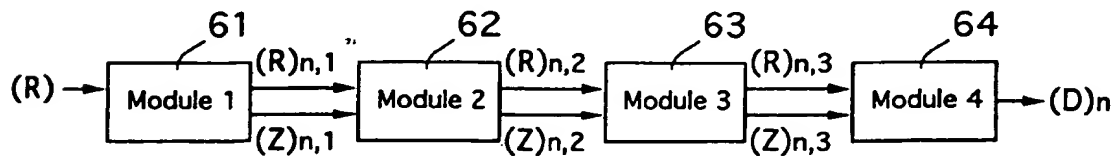
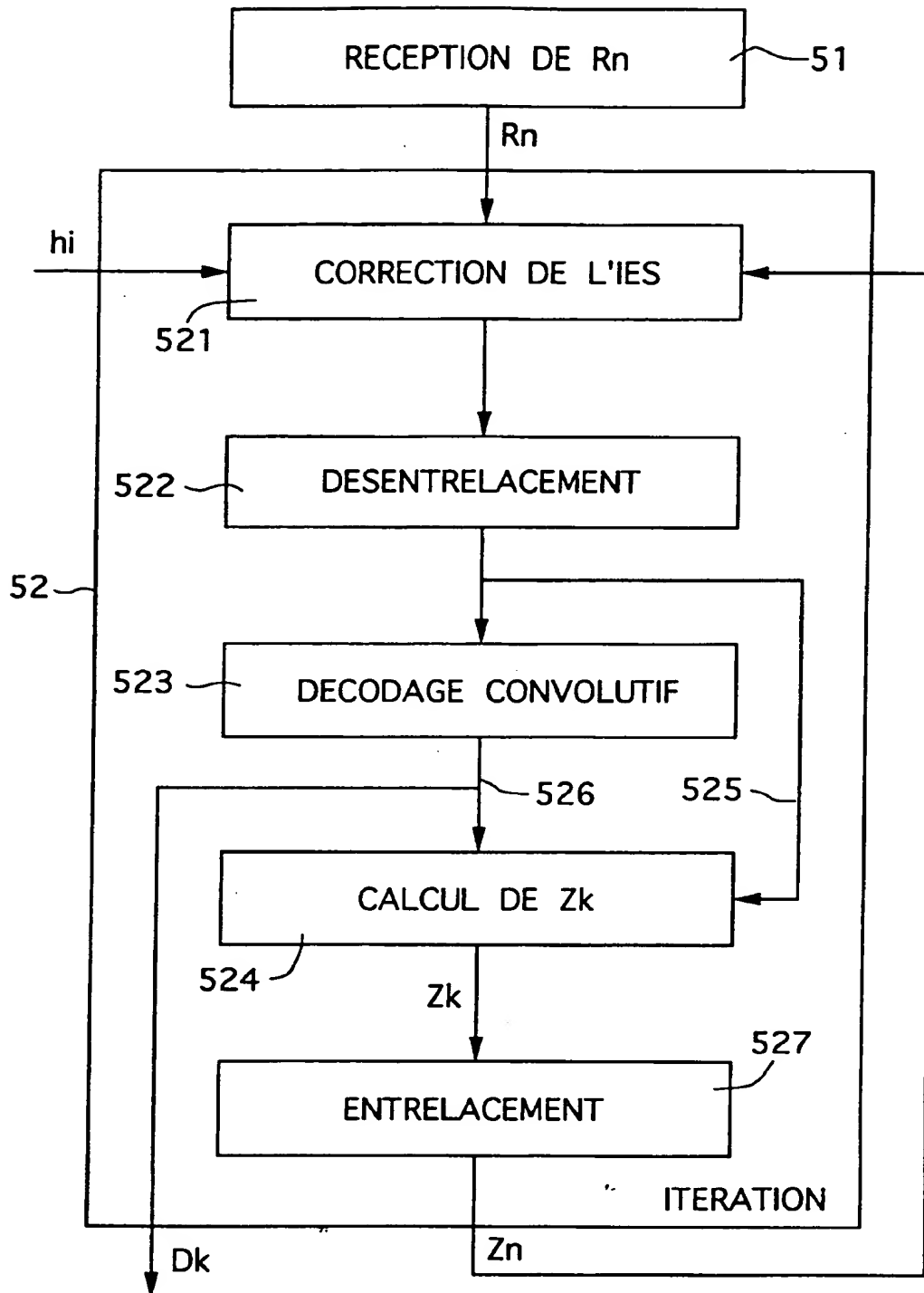


Fig. 6

2/3

Fig. 5

3/3

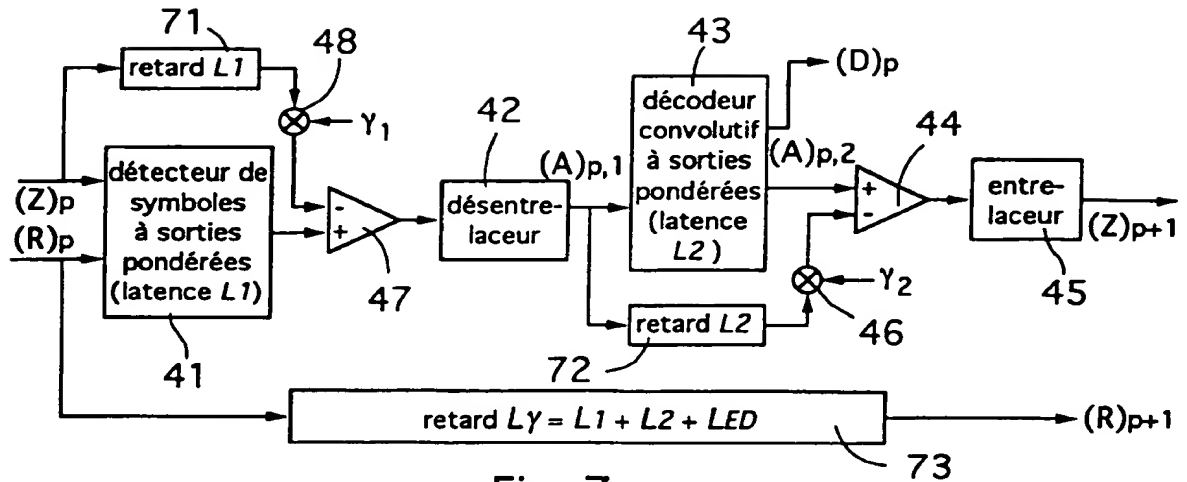


Fig. 7

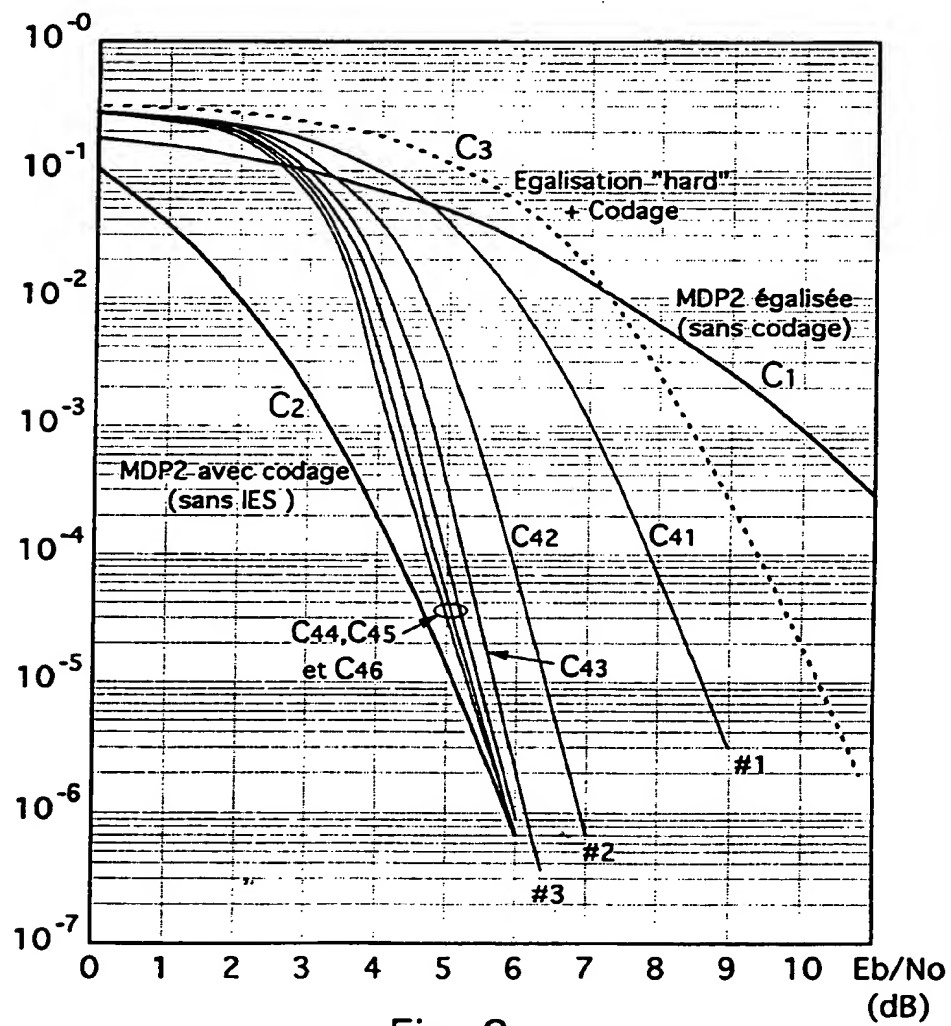


Fig. 8

INSTITUT NATIONAL
de la
PROPRIETE INDUSTRIELLE

RAPPORT DE RECHERCHE
PRELIMINAIRE
établi sur la base des dernières revendications
déposées avant le commencement de la recherche

FA 512136
FR 9501603

DOCUMENTS CONSIDERES COMME PERTINENTS		Revendications concernées de la demande examinée
Catégorie	Citation du document avec indication, en cas de besoin, des parties pertinentes	
A,D	EP-A-0 511 141 (FRANCE TELECOM / TELEDIFFUSION DE FRANCE) * abrégé * * page 4, ligne 21 - page 5, ligne 41 * * revendications; figures 3,4 * ---	1-9
A,D	IEEE INTERNATIONAL CONFERENCE ON COMMUNICATIONS '93. ICC'93, 23.-26.05.1993, GENEVA, CH, vol.2, 23 Mai 1993, IEEE, NEW YORK, US pages 1064 - 1070, XP371240 C. BERROU / A. GLAVIEUX / P. THITIMAJSHIMA: 'Near Shannon Limit Error-Correcting Coding and Decoding: Turbo-Codes (1).' * figures 3B,4A,4B * ---	1-9
A	ELECTRONICS & COMMUNICATIONS IN JAPAN, PART I - COMMUNICATIONS, vol.77, no.4, Avril 1994, NEW YORK US pages 103 - 110, XP445333 H. MURATA / S. YOSHIDA / T. TAKEUCHI: 'Performance of Adaptive Equalizer Using Iterative Application of Viterbi Algorithm' * page 103, colonne de droite, alinéa 5 - page 105, colonne de gauche, alinéa 2; figure 1 * --- -/--	1-9
		DOMAINES TECHNIQUES RECHERCHES (Int.Cl.6)
		H04L H03M
Date d'achèvement de la recherche		Examineur
6 Novembre 1995		Gries, T
<p>CATEGORIE DES DOCUMENTS CITES</p> <p>X : particulièrement pertinent à lui seul Y : particulièrement pertinent en combinaison avec un autre document de la même catégorie A : pertinent à l'encontre d'au moins une revendication ou arrière-plan technologique général O : divulgation non-écrite P : document intercalaire</p> <p>T : théorie ou principe à la base de l'invention E : document de brevet bénéficiant d'une date antérieure à la date de dépôt et qui n'a été publié qu'à cette date de dépôt ou qu'à une date postérieure. D : cité dans la demande L : cité pour d'autres raisons & : membre de la même famille, document correspondant</p>		

3

EPO FORM 150 (12/92) (PWI/1)

INSTITUT NATIONAL
de la
PROPRIETE INDUSTRIELLE

RAPPORT DE RECHERCHE
PRELIMINAIRE
établi sur la base des dernières revendications
déposées avant le commencement de la recherche

N° d'enregistrement
national

FA 512136
FR 9501603

DOCUMENTS CONSIDERES COMME PERTINENTS		Revendications concernées de la demande examinée
Catégorie	Citation du document avec indication, en cas de besoin, des parties pertinentes	
A	<p>PHILIPS JOURNAL OF RESEARCH, vol.42, no.4, 1987, EINDHOVEN NL pages 399 - 428 J. W. M. BERGMANS / S. A. RAJPUT / F. A. M. VAN DE LAAR: 'On the Use of Decision Feedback for Simplifying the Viterbi Detector.' * page 401, alinéa 2 * * page 406, alinéa 1 - page 409, alinéa 2; figures 3,4 * * page 411, alinéa 3 * * page 426, alinéa 5 - page 427, alinéa 2 *</p> <p>---</p>	1-9
A	<p>IEEE GLOBAL TELECOMMUNICATIONS CONFERENCE GLOBECOM '93, 29.11.-02.12.1993, HOUSTON, US, vol.1, 29 Novembre 1993, IEEE, NEW YORK, US pages 98 - 102, XP428037 J. WU / A. H. AGHVAMI / P. FINES: 'A Channel Model and a novel Adaptive Equalizer for Mobile Radio Communications.' * abrégé * * page 98, colonne de gauche, alinéa 3 - colonne de droite, alinéa 1 * * page 100, colonne de droite, ligne 1 - page 101, colonne de gauche, ligne 18; figure 2 *</p> <p>---</p>	1-9
A	<p>WO-A-91 06165 (MOTOROLA INC.) * abrégé * * page 3, ligne 18 - ligne 28 * * revendications; figure *</p> <p>---</p> <p>-/--</p>	1-9
Date d'achèvement de la recherche		Examinateur
6 Novembre 1995		Gries, T
<p>CATEGORIE DES DOCUMENTS CITES</p> <p>X : particulièrement pertinent à lui seul Y : particulièrement pertinent en combinaison avec un autre document de la même catégorie A : pertinent à l'encontre d'au moins une revendication ou arrière-plan technologique général O : divulgation non-écrite P : document intercalaire</p> <p>T : théorie ou principe à la base de l'invention E : document de brevet bénéficiant d'une date antérieure à la date de dépôt et qui n'a été publié qu'à cette date de dépôt ou qu'à une date postérieure. D : cité dans la demande L : cité pour d'autres raisons</p> <p>----- A : membre de la même famille, document correspondant</p>		

3
EPO FORM 150 (12.1991) (P/C13)

INSTITUT NATIONAL

de la
PROPRIETE INDUSTRIELLERAPPORT DE RECHERCHE
PRELIMINAIREétabli sur la base des dernières revendications
déposées avant le commencement de la rechercheN° d'enregistrement
nationalFA 512136
FR 9501603

DOCUMENTS CONSIDERES COMME PERTINENTS		Revendications concernées de la demande examinée
Catégorie	Citation du document avec indication, en cas de besoin, des parties pertinentes	
D,A	VEHICULAR TECHNOLOGY SOCIETY 42ND VTS CONFERENCE, 10.-13.05.1992, DENVER, US, vol.2, 10 Mai 1992, IEEE, NEW YORK, US pages 577 - 585, XP339855 P. JUNG / P. W. BAIER: 'VLSI Implementation of Soft Output Viterbi Equalizers for Mobile Radio Applications.' * page 577, colonne de droite, alinéa 2 * * page 578, colonne de gauche, alinéa 3 * -----	1-9
A	EP-A-0 524 597 (ALCATEL RADIOTELEPHONE) * abrégé * * page 6, ligne 8 - page 7, ligne 19 * -----	1-9
		DOMAINES TECHNIQUES RECHERCHES (Int.CL.6)
Date d'achèvement de la recherche 6 Novembre 1995		Examineur Gries, T
<p>CATEGORIE DES DOCUMENTS CITES</p> <p>X : particulièrement pertinent à lui seul Y : particulièrement pertinent en combinaison avec un autre document de la même catégorie A : pertinent à l'encontre d'au moins une revendication ou arrière-plan technologique général O : divulgation non-écrite P : document intercalaire</p> <p>T : théorie ou principe à la base de l'invention E : document de brevet bénéficiant d'une date antérieure à la date de dépôt et qui n'a été publié qu'à cette date de dépôt ou qu'à une date postérieure. D : cité dans la demande L : cité pour d'autres raisons ----- A : membre de la même famille, document correspondant</p>		

3

EPO FORM 150 (01/92) (P04113)

**This Page is Inserted by IFW Indexing and Scanning
Operations and is not part of the Official Record**

BEST AVAILABLE IMAGES

Defective images within this document are accurate representations of the original documents submitted by the applicant.

Defects in the images include but are not limited to the items checked:

- ☐ **BLACK BORDERS**
- ☐ **IMAGE CUT OFF AT TOP, BOTTOM OR SIDES**
- ☐ **FADED TEXT OR DRAWING**
- ☒ **BLURRED OR ILLEGIBLE TEXT OR DRAWING**
- ☐ **SKEWED/SLANTED IMAGES**
- ☐ **COLOR OR BLACK AND WHITE PHOTOGRAPHS**
- ☐ **GRAY SCALE DOCUMENTS**
- ☐ **LINES OR MARKS ON ORIGINAL DOCUMENT**
- ☐ **REFERENCE(S) OR EXHIBIT(S) SUBMITTED ARE POOR QUALITY**
- ☐ **OTHER:** _____

IMAGES ARE BEST AVAILABLE COPY.

As rescanning these documents will not correct the image problems checked, please do not report these problems to the IFW Image Problem Mailbox.